

EP00/01263

EPO-Munich
51

24. März 2000



Bescheinigung

REC'D 11 APR 2000

WIPO PCT

Die Siemens Aktiengesellschaft in München/Deutschland hat eine Patentanmeldung unter der Bezeichnung

"Verfahren zur Bildung bzw. Ermittlung einer Signalfolge,
Verfahren zur Synchronisation, Sendeeinheit und Empfangseinheit"

am 29. April 1999 beim Deutschen Patent- und Markenamt eingereicht.

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

Die Anmeldung hat im Deutschen Patent- und Markenamt vorläufig das Symbol H 04 L 7/00 der Internationalen Patentklassifikation erhalten.

München, den 20. März 2000

Deutsches Patent- und Markenamt

Der Präsident

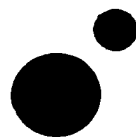
Im Auftrag

Dzierzon

Aktenzeichen: 199 19 545.5

**PRIORITY
DOCUMENT**

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



Beschreibung

Verfahren zur Bildung bzw. Ermittlung einer Signalfolge, Verfahren zur Synchronisation, Sendeeinheit und Empfangseinheit

5

Die Erfindung betrifft insbesondere ein Verfahren zur Bildung einer zum Zwecke der Synchronisation zumindest zweier Übertragungseinheiten zu übertragenden Signalfolge, sowie ein Verfahren zur Ermittlung einer derart bildbaren Signalfolge und entsprechende Sende- bzw. Empfangseinheiten.

10

Bei Signalübertragungssystemen, wie beispielsweise Mobilfunksystemen, ist es erforderlich, daß einer der Kommunikationspartner (erste Übertragungseinheit) bestimmte festgelegte Signale erkennt, die von einem anderen Kommunikationspartner (zweite Übertragungseinheit) ausgesandt werden. Dabei kann es sich beispielsweise um sogenannte Synchronisierungs-Bursts (Synchronisierungs-Funkblöcke) zur Synchronisierung zweier Synchronisationspartner, wie beispielsweise Funkstationen, oder um sogenannte Access-Bursts handeln.

15

20

Um derartige Empfangssignale gegenüber dem Umgebungsrauschen zuverlässig zu erfassen bzw. zu identifizieren, ist es bekannt, das Empfangssignal fortlaufend über eine festgelegte Zeitdauer mit einer vorgegebenen Signalfolge zu korrelieren und die Korrelationssumme über die Zeitdauer der vorgegebenen Signalfolge zu bilden. Der Bereich des Empfangssignals, der eine maximale Korrelationssumme ergibt, entspricht dem gesuchten Signal. Dem Synchronisationssignal von der Basisstation eines digitalen Mobilfunksystems ist beispielsweise eine Signalfolge als sogenannte Trainingssequenz vorgeschaltet, die auf die eben beschriebene Weise in der Mobilstation durch Korrelation mit der abgespeicherten Signalfolge erfaßt oder ermittelt wird. So können die Mobilstationen mit der Basisstation synchronisiert werden.

25

30

35

Auch in der Basisstation sind derartige Korrelationsberechnungen beispielsweise bei der Random-Access-Channel (RACH)-Detektion erforderlich. Außerdem wird eine Korrelationsberechnung auch zur Bestimmung der Kanalimpulsantwort und der Signallaufzeiten empfangener Signalbursts durchgeführt.

Die Korrelationssumme wird dabei wie folgt berechnet:

$$S_m = \sum_{i=0}^{n-1} E(i+m) * K(i)$$

10

wobei $E(i)$ eine aus dem Empfangssignal abgeleitete Empfangssignalfolge und $K(i)$ die vorgegebene Signalfolge ist, wobei i von 0 bis $n-1$ läuft. Die Korrelationssumme S_m wird aufeinanderfolgend für mehrere zeitlich versetzte, aus dem Empfangssignal gewonnene Signalfolgen $E(i)$ berechnet, und dann der maximale Wert von S_m bestimmt. Sollen k aufeinanderfolgende Korrelationssummen berechnet werden, so beträgt der Berechnungsaufwand $k * n$ Operationen, wobei eine Multiplikation und Addition zusammen als eine Operation gezählt wird.

20

Die Berechnung der Korrelationssummen ist daher sehr aufwendig und erfordert, insbesondere bei Real-Time-Anwendungen wie Sprachkommunikation oder Bildtelefonie oder in CDMA-Systemen, leistungsfähige und daher teure Prozessoren, die bei der Berechnung einen hohen Stromverbrauch aufweisen. Beispielsweise ist zur Synchronisation des sich in der Standardisierung befindlichen UMTS-Mobilfunksystems eine bekannte Signalfolge der Länge 256 Chips (bei CDMA wird ein übertragenes Bit auch Chip genannt) zu ermitteln. Die Folge wird alle 2560 Chips wiederholt. Da die Mobilstation anfangs asynchron zum Chiptakt arbeitet, muß das Empfangssignal überabgetastet werden, um auch bei ungünstiger Abtastlage noch ein ausreichendes Signal zu erhalten. Dies führt aufgrund der Abtastung der I- und Q-Komponente zu $256 * 2560 * 2 * 2 = 2621440$ Operationen.

35

Der Erfindung liegt auch die Aufgabe zugrunde, Verfahren und Anordnungen anzugeben, die es erlauben, Signalfolgen zu bilden, und damit Signalfolgen anzugeben, die in übertragenen Empfangssignalfolgen leicht zu ermitteln sind. Der Erfindung
5 liegt auch die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und Anordnungen anzugeben, die es erlauben, diese Signalfolgen durch die Bildung von Korrelationssummen vergleichsweise einfach zu ermitteln.

- 10 Gelöst wird die Aufgabe durch die Merkmale der unabhängigen Patentansprüche. Weiterbildungen sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Die Erfindung beruht auf dem Gedanken, Signalfolgen zu bilden, indem eine zweite Signalteilfolge der Länge n_2 n_1 mal
15 wiederholt wird, dabei mit der ersten Signalteilfolge moduliert wird, und zumindest eine der Signalteilfolgen eine Golaysequenz ist.

- 20 Dadurch können Signalfolgen gebildet werden, die, wenn sie in einer Empfangssignalfolge enthalten sind, leicht ermittelt werden können. Insbesondere ist die Verwendung von Golaysequenzen von Vorteil, weil zur Berechnung der Korrelation ein sehr effektiver Algorithmus bekannt ist.

25 So kann beispielsweise bei der Verwendung einer Hierarchischen Korrelationsfolge der Länge 256, die aus 2 konstituierenden Golaysequenzen der Länge 16 aufgebaut ist, für den PSC eines UMTS-Systems der Rechenaufwand gegenüber einer herkömmlichen Realisierung mittels einer Golaysequenz der Länge 256
30 von 15 auf 14 Additionen pro berechnetem Korrelatorausgangswert reduziert werden. .

Eine Weiterbildung der Erfindung sieht vor, daß die zur Bildung der Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4
35 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4 ;)$ ent-

nommen ist: 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; und daß die zur Bildung der zweiten Signalteilfolge verwendete Permutation ($P_1 P_2 P_3 P_4$) gleich 3201 ist.

5

Dadurch kann ein besonders günstige Realisierungsvariante der Erfindung in ASICs ermöglicht werden.

10 Durch die Angabe des Verfahrens zur Bildung von Signalfolgen liegen auch die Signalfolgen, die durch ein derartiges Verfahren gebildet werden können oder erhältlich sind, im Rahmen der Erfindung. Insbesondere auch deren Verwendung in Datenübertragungssystemen, insbesondere zum Zwecke der Synchronisation einer Mobilstation mit einer Basisstation

15

Zur Ermittlung einer in einer Empfangssignalfolge enthaltenen vorgegebenen Signalfolge mittels der Bestimmung von Korrelationssummen wird eine Teilkorrelationssummenfolge der zweiten Signalteilfolge mit entsprechenden Teilen der Empfangssignalfolge berechnet. Zur Berechnung einer Korrelationssumme werden n_1 Elemente der Teilkorrelationssummenfolge ausgewählt und im Sinne eines Skalarproduktes mit der ersten Signalteilfolge multipliziert.

20

25 Bei einer Weiterbildung der Erfindung werden einmal berechnete Teilkorrelationssummen abgespeichert und zur Berechnung weiterer Korrelationssummen verwendet.

30

So ist es möglich, bei der Berechnung weiterer Korrelationssummen vorher schon berechnete Teilkorrelationssummen zu verwenden und so den Rechenaufwand enorm zu verringern.

35

Unter Empfangssignalfolge versteht man auch eine Signalfolge, die beispielsweise durch eine Demodulation, Filterung, Dero- tation, Skalierung oder Analog-/Digitalwandlung aus einem empfangenen Signal abgeleitet wurde.

Im folgenden wird die Erfindung anhand verschiedener Ausführungsbeispiele näher beschrieben, zu deren Erläuterung die nachfolgend aufgelisteten Figuren dienen:

5 Figur 1 schematische Darstellung eines Mobilfunknetzes

Figur 2 Blockschaltbild einer Funkstation

10 Figur 3 herkömmliches Verfahren zur Berechnung von Korrelationssummen

Figur 4 Darstellung erfindungsgemäßer Signalfolgen und Signalteilfolgen

15 Figur 5 schematische Darstellung der Bildung der erfindungsgemäßen Signalfolge

Figur 6,7 und 8 schematische Darstellung eines Verfahrens zur Berechnung einer Korrelationssumme

20 Figur 9 und 10 schematische Darstellung einer Ausführungsvariante eines Verfahrens zur Bildung der Korrelationssumme

25 Figur 11 Blockschaltbild eines effizienten hierarchischen Go-lay-Korrelators.

30 In Figur 1 ist ein zellulares Mobilfunknetz, wie beispielsweise das GSM (Global System for Mobile Communication)-System dargestellt, das aus einer Vielzahl von Mobilvermittlungsstellen MSC besteht, die untereinander vernetzt sind, bzw. den Zugang zu einem Festnetz PSTN/ISDN herstellen. Ferner sind diese Mobilvermittlungsstellen MSC mit jeweils zumindest einem Basisstationscontroller BSC verbunden, der auch durch ein Datenverarbeitungssystem gebildet sein kann.

35 Eine ähnliche Architektur findet sich auch in einem UMTS (Universal Mobile Telecommunication System).

Jeder Basisstationscontroller BSC ist wiederum mit zumindest einer Basisstation BS verbunden. Eine solche Basisstation BS ist eine Funkstation, die über eine Funkschnittstelle eine Funkverbindung zu anderen Funkstationen, sogenannten Mobilstationen MS aufbauen kann. Zwischen den Mobilstationen MS und der diesen Mobilstationen MS zugeordneten Basisstation BS können mittels Funksignalen Informationen innerhalb von Funkkanälen f die innerhalb von Frequenzbändern b liegen, übertragen werden. Die Reichweite der Funksignale einer Basisstation definieren im wesentlichen eine Funkzelle FZ.

Basisstationen BS und ein Basisstationscontroller BSC können zu einem Basisstationssystem BSS zusammengefaßt werden. Das Basisstationssystem BSS ist dabei auch für die Funkkanalverwaltung bzw. -zuteilung, die Datenratenanpaßung, die Überwachung der Funkübertragungstrecke, Hand-Over-Prozeduren, und im Falle eines CDMA-Systems für die Zuteilung der zu verwendenden Spreizcodesets, zuständig und übermittelt die dazu nötigen Signalisierungsinformationen zu den Mobilstationen MS.

Im Falle eines Duplex-Systems können bei FDD (Frequency Division Duplex)-Systemen, wie dem GSM-System, für den Uplink u (Mobilstation (Sendeeinheit) zur Basisstation (Empfangseinheit)) andere Frequenzbänder vorgesehen sein als für den Downlink d (Basisstation (Sendeeinheit) zur Mobilstation (Empfangseinheit)). Innerhalb der unterschiedlichen Frequenzbänder b können durch ein FDMA (Frequency Division Multiple Access) Verfahren mehrere Frequenzkanäle f realisiert werden.

Im Rahmen der vorliegenden Anmeldung versteht man unter Übertragungseinheit auch Kommunikationseinheit, Sendeeinheit, Empfangseinheit, Kommunikationsendgerät, Funkstation, Mobilstation oder Basisstation. Im Rahmen dieser Anmeldung verwendete Begriffe und Beispiele beziehen sich auch oft auf ein GSM-Mobilfunksystem; sie sind jedoch keineswegs darauf beschränkt, sondern können anhand der Beschreibung von einem Fachmann auch leicht auf andere, gegebenenfalls zukünftige,

Mobilfunksysteme, wie CDMA-Systeme, insbesondere Wide-Band-CDMA-Systeme abgebildet werden.

Mittels Vielfachzugriffsverfahren können Daten über eine
5 Funkschnittstelle effizient übertragen, separiert und einer
oder mehreren bestimmten Verbindungen bzw. dem entsprechenden
Teilnehmer zugeteilt werden. Dazu kann ein Zeitvielfachzu-
griff TDMA, ein Frequenzvielfachzugriff FDMA, ein Codeviel-
fachzugriff CDMA oder eine Kombination aus mehreren dieser
10 Vielfachzugriffsverfahren eingesetzt werden.

Beim FDMA wird das Frequenzband b in mehrere Frequenzkanäle f
zerlegt; diese Frequenzkanäle werden durch den Zeitvielfach-
zugriff TDMA in Zeitschlitz t_s aufgeteilt. Die innerhalb ei-
15 nes Zeitschlitzes t_s und eines Frequenzkanals f übertragenen
Signale können durch verbindungsindividuelle den Daten aufmo-
dulierte Spreizcodes, sogenannte CDMA-Codes cc separiert wer-
den.

20 Die so entstehenden physikalischen Kanäle werden nach einem
festgelegten Schema logischen Kanälen zugeordnet. Bei den lo-
gischen Kanälen unterscheidet man grundsätzlich zwei Arten:
Signalisierungskanäle (bzw. Steuerkanäle) zur Übertragung von
Signalisierungsinformationen (bzw. Steuerinformationen) und
25 Verkehrskanäle (Traffic Channel TCH) zur Übertragung von
Nutzdaten.

Die Signalisierungskanäle werden weiter unterteilt in:

- Broadcast Channels
- Common Control Channels
- 30 - Dedicated/Access Control Channel DCCH/ACCH

Zu der Gruppe der Broadcast Channels gehören der Broadcast
Control Channel BCCH, durch den die MS funktechnische Infor-
mationen vom Basisstationssystem BSS erhält, der Frequency
Correction Channel FCCH und der Synchronization Channel SCH.

35 Zu den Common Control Channels gehört der Random Access Chan-
nel RACH. Die zur Realisierung dieser logischen Kanäle über-
tragenen Funkblöcke oder Signalfolgen können dabei für unter-

schiedliche Zwecke Signalfolgen $K(i)$ sog. Korrelationsfolgen enthalten, bzw. auf diesen logischen Kanälen können für unterschiedliche Zwecke Signalfolgen $K(i)$ übertragen werden.

5 Im folgenden wird beispielhaft ein Verfahren zur Synchronisation einer Mobilstation MS mit einer Basisstation BS erläutert: Während eines ersten Schritts der anfänglichen Basisstationssuche oder Zellsuche (initial cell search procedure) verwendet die Mobilstation den primären Synchronisationskanal (primary synchronisation channel SCH (PSC)), um eine
10 Zeitschlitzsynchronisation mit der stärksten Basisstation zu erreichen. Dies kann durch einen angepaßten Filter (matched filter) oder eine entsprechende Schaltung gewährleistet werden, der an den primären Synchronisationscode cp, der von allen
15 Basisstationen ausgesendet wird, angepaßt ist. Dabei wird von allen Basisstationen BS der gleiche primäre Synchronisationscode cp der Länge 256 ausgesendet.

Die Mobilstation ermittelt mittels Korrelation aus einer Empfangsfolge die empfangenen Signalfolgen $K(i)$ nach einem Prinzip,
20 das in den Figuren 6 bis 11 und zugehöriger Beschreibung erläutert ist. Dabei werden am Ausgang eines angepaßten Filters (matched Filter) für jede empfangene Signalfolge jeder sich innerhalb des Empfangsbereichs der Mobilstation befindlichen Basisstation Peaks ausgegeben. Die Detektion der Position
25 des stärksten Peaks ermöglicht die Ermittlung des Timings der stärksten Basisstation modulo der Schlitzlänge. Um eine größere Verlässlichkeit zu gewährleisten, kann der Ausgang des angepaßten Filters über die Anzahl der Zeitschlitze
30 nicht-kohärent akkumuliert werden. Die Mobilstation führt also eine Korrelation über eine Signalfolge der Länge 256 Chips als Matched-Filter-Operation durch.

Der Synchronisationscode cp ist dabei entsprechend einer Signalfolge $K(i)$ nach einem Prinzip, wie in Figur 5 und zugehöriger Beschreibung erläutert, gebildet oder kann derart gebildet sein oder ist derart erhältlich. Die Signalfolge $K(i)$

bzw. der Synchronisationscode cp der Länge 256 ist dabei aus zwei Signalteilstfolgen $K1(j), K2(k)$, die jeweils die Länge 16 aufweisen, gebildet oder kann derart gebildet werden. Diese Signalteilstfolgen bilden dabei ein Signalteilstfolgenpaar
 5 $(K1(j); K2(k))$.

Eine derart erhältliche Signalfolge $K(i)$ kann dabei auch "hierarchische Signalfolge" genannt werden. Eine Signalteilstfolge kann auch "kurze Korrelationsfolge" genannte werden.

10

Zumindest eine Signalteilstfolge ist dabei eine Golaysequenz $X_n(k)$, die durch folgende Beziehung bildbar ist:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

15

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n) ,$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX}-1$$

20

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{P_n}$$

mit

$$NX = 2^{NX}$$

25

$\delta(k)$ Kroneckersche Deltafunktion

P_n , $n = 1, 2, \dots, NX$, ist beliebige Permutation der Zahlen $\{0, 1, 2, \dots, NX-1\}$ für die X Sequenz,

W_n Gewichte für die X Sequenz (+1, -1, +i oder -i).

W_n kann also die Werte +1, -1, +i oder -i annehmen oder zur Erzeugung binärer Golaysequenzen die Werte +1 oder -1 annehmen.
 30 Im Rahmen der vorliegenden Anmeldung wird W_n auch als Einheitsgröße bezeichnet.

Bei einer Ausführungsvariante der Erfindung ist zumindest eine
 35 Signalteilstfolge eine hinsichtlich des Frequenzfehlers optimierte Golaysequenz insbesondere der Länge 16, wobei die zur Bildung der Folge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 ,

und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 , einer Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren entnommen ist, die in einem und/oder mehreren der Ansprüche 5, 6 oder 7 angegeben ist.

- 5 Durch die Verwendung einer bzw. eines derart gebildeten oder bildbaren Signalfolge bzw. Synchronisationscodes cp kann der Rechenaufwand bei der Korrelationssummenberechnung zur Ermittlung der Signalfolge $K(i)$ in der empfangenden Mobilstation MS zum Zwecke der Synchronisation erheblich verringert
10 werden.

- Die Autokorrelationsfunktion einer durch zwei Signalteilstolgen gebildeten Signalfolge $K(i)$ hat allerdings im Gegensatz zu einem in herkömmlichen Verfahren verwendeten orthogonalen
15 Gold-Code im allgemeinen schlechtere Autokorrelationseigenschaften. Sie weist beispielsweise höhere Nebenmaxima und einen höheren Effektivwert der Nebenminima auf. Außerdem zeigen UMTS-Link-Level-Simulationen, daß bei Verwendung derartiger Signalfolgen $K(i)$ im PSC- zur Slotsynchronisation bei einem
20 Frequenzversatz zwischen Sender und Empfänger der Synchronisationsfehler im Gegensatz zur Verwendung eines orthogonalen Gold-Codes im allgemeinen höher ist.

- Durch aufwendige eigens für diesen Zweck geschaffene Simulationswerkzeuge konnten jedoch aus zumindest einer Golaysequenz bestehende Signalteilstolgenpaare $(K1(j); K2(k))$ ermittelt werden, auf deren Basis, wie oben erläutert, Signalfolgen $K(i)$ gebildet werden können oder bildbar sind, die insbesondere zur Synchronisation zwischen Basisstation und Mobilstation auch bei einem höherem Frequenzversatz zwischen
30 Sender und Empfänger zuverlässig ermittelt werden können. Dabei wurde bei den Simulationen für das UMTS-System auch von einem Frequenzversatz von 10kHz ausgegangen. Durch die Verwendung derartiger Signalfolgen $K(i)$ wird der Berechnungsaufwand zur
35 Berechnung der Korrelationssummen erheblich verringert ohne eine gleichzeitige Erhöhung des Synchronisationsfehlers in Kauf nehmen zu müssen. Außerdem kann auf den Einsatz teurer

Quarze im Empfänger zur Frequenzstabilisierung verzichtet werden.

Durch die aufwendigen Simulationen konnte eine Menge von Go-
 5 laysequenzen der Länge 16 beschrieben durch eine Menge von
 Permutation-Einheitsgrößen-Paaren, die in einem und/oder meh-
 reren der Ansprüche 5, 6 oder 7 angegeben ist, ermittelt wer-
 den, auf deren Basis Signalfolgen $K(i)$ bildbar sind, die so-
 10 wohl bei Frequenzversatz null zwischen Sender und Empfänger,
 als auch bei einem größeren Frequenzversatz beim Einsatz für
 Synchronisationszwecke einen kleinen Synchronisationsfehler
 aufweisen.

Bei aufwendigen Simulationen stellte sich heraus, daß die
 15 Verwendung einer Signalfolge $K(i)$, die sowohl bei kleineren
 als auch bei größeren Frequenzfehlern (Frequenzversatz) gute
 Synchronisationseigenschaften aufweist besonders vorteilhaft
 ist. Daraus folgt eine bevorzugte Wahl von Permutation-
 Einheitsgrößen-Paaren, aus denen Signalteilfolgen und
 20 schließlich Signalfolgen $K(i)$ erhältlich oder bildbar sind.
 Die Berechnung der Autokorrelationsfunktion in Abhängigkeit
 von dem Frequenzfehler stellte sich dabei als besonders ge-
 eignet zur Beurteilung der Synchronisationseigenschaften ei-
 ner durch ein Permutation-Einheitsgrößen-Paar gebildete Si-
 25 gnalfolge $K(i)$ heraus.

Zur Auswahl dieser Signalteilfolgenpaare ($K1(j); K2(k)$) können
 dabei auch folgende Kriterien herangezogen werden:

30 - Autokorrelationsfunktion: Die Berechnung der Autokorrela-
 tionsfunktion unter Berücksichtigung eines Frequenzversatzes
 zwischen Sende- und Empfangseinheit kann dabei auch gemäß
 folgender Formel durchgeführt werden:

35

$$a(k) = \text{ABS} \left(\sum_{i=0}^{n-1-k} K(i) \cdot [K(i+k) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot i \cdot$$

$t_a))]^*$

κ Versatz

n Länge der Folge

5 i Index

f_d Frequenzversatz

t_a Abtastintervall

$[]^*$ bedeutet konjugiert komplex

10 Dabei können die Werte $a(\kappa)$ für $\kappa=0..n-1$ berechnet werden. Ergeben sich mehrere Signalteilfolgenpaare, die ein gleich gutes Verhältnis von Hauptmaximum zum maximalen Nebenmaximum in der Autokorrelationsfunktion der resultierenden Signalfolge $K(i)$ zur Folge haben, so können im weiteren die Signalteilfolgenpaare, die einen geringeren Effektivwert der Nebenminima zur Folge haben, ausgewählt werden. Dabei soll das Verhältnis von Hauptmaximum zum maximalen Nebenmaximum möglichst groß sein und der Effektivwert der Nebenminima möglichst klein. Durch anschließende Link-Level-Simulationen für
15 beispielsweise das UMTS System können Signalteilfolgenpaare ermittelt werden, die sich bei Frequenzfehler 0 kHz und 5 kHz und 10 kHz hinsichtlich des Synchronisationsfehlers ähnlich gut verhalten, wie ein herkömmlicher orthogonaler Gold-Code, der nichthierarchisch aufgebaut ist, und für die Synchronisation bekanntermaßen sehr gute Eigenschaften aufweist.
20
25

- Missed Detektion Rate: Wähle die Signalteilfolgenpaare aus durch Vergleich der Missed Detektion Rate bei Durchführung vollständiger Simulationen.

30

- Detektionswahrscheinlichkeiten bei gegebenem Frequenzfehler und gegebenem SNR bei AWGN Kanälen.

Im Rahmen der Erfindung liegen somit 10 bis 10^2 Permutation-Einheitsgrößen-Paare, die aus einer grundsätzlich möglichen Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren ausgewählt wurden. Die ausgewählten Signalteilfolgen bilden also nur ei-
35

ne sehr kleine Teilmenge der grundsätzlich möglichen Menge von zur Bildung von 16-stelligen Golaysequenzen verwendbaren Permutation-Einheitsgrößen-Paaren.

- 5 Als besonders vorteilhaft erwies sich die Verwendung einer Signalfolge $K(i)$, die die zur Bildung einer Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ entnommen ist:

10

0213,+j+j+j-1; 0213,-j+j+j-1; 0213,+1-j+j-1; 0213,-1-j+j-1;
 0213,+1+j-j-1; 0213,-1+j-j-1; 0213,+j-j-j-1; 0213,-j-j-j-1;
 0213,+j+j+j+1; 0213,-j+j+j+1; 0213,+1-j+j+1; 0213,-1-j+j+1;
 0213,+1+j-j+1; 0213,-1+j-j+1; 0213,+j-j-j+1; 0213,-j-j-j+1;
 15 3120,+1-j+j-1; 3120,-1-j+j-1; 3120,+1+j-j-1; 3120,-1+j-j-1;
 3120,+1+j+j+j; 3120,-1+j+j+j; 3120,+1-j-j+j; 3120,-1-j-j+j;
 3120,+1+j+j-j; 3120,-1+j+j-j; 3120,+1-j-j-j; 3120,-1-j-j-j;
 3120,+1-j+j+1; 3120,-1-j+j+1; 3120,+1+j-j+1; 3120,-1+j-j+1;.

- 20 Als besonders vorteilhaft erwies sich die Verwendung einer Signalfolge $K(i)$, die die zur Bildung einer Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ entnommen ist:

25

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1;
 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1;
 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1;
 1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1;
 30 1; 1023, -1-1-1-1;.

- Als besonders vorteilhaft erwies sich die Verwendung einer Signalfolge $K(i)$, die die zur Bildung einer Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ entnommen ist:
- 35

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1;; und die zur Bildung der zweiten Signalteilstolge verwendete Permutation ($P_1 P_2 P_3 P_4$) gleich 3201 ist

5 Verwendet man Signalteilstolgen (konstituierende Sequenzen) für den PSC von UMTS Golaysequenzen der Länge 16, wobei man als Gewichte $W_n=1, -1, i, -i$ und als Verzögerungen eine beliebige Permutation aus $D_n=\{1, 2, 4, 8\}$ so gibt es mehr als 2^{12} verschiedene Möglichkeiten für jede der beiden konstituierenden
10 Sequenzen. Also insgesamt 2^{24} Möglichkeiten. Durch die ausgewählten Permutation-Einheitsgrößen-Paare können nur zur Bildung von 10 bis 10^2 verschiedenen konstituierenden Sequenzen und somit nur einem sehr kleinen Anteil grundsätzlich möglicher konstituierenden Sequenzen der Länge 16 verwendet werden.
15

Figur 2 zeigt eine Funkstation, die eine Mobilstation MS sein kann, bestehend aus einer Bedieneinheit oder Interface-Einheit MMI, einer Steuereinrichtung STE, einer Verarbeitungseinrichtung VE, einer Stromversorgungseinrichtung SVE,
20 einer Empfangseinrichtung EE und ggf. einer Sendeeinrichtung SE.

Die Steuereinrichtung STE besteht im wesentlichen aus einem
25 programmgesteuerten Mikrocontroller MC, der schreibend und lesend auf Speicherbausteine SPE zugreifen kann. Der Microcontroller MC steuert und kontrolliert alle wesentlichen Elemente und Funktionen der Funkstation.

30 Die Verarbeitungseinrichtung VE kann auch durch einen digitalen Signalprozessor DSP gebildet sein, der ebenfalls auf Speicherbausteine SPE zugreifen kann.

In den flüchtigen oder nicht flüchtigen Speicherbausteinen
35 SPE sind die Programmdateien, die zur Steuerung der Funkstation und des Kommunikationsablaufs, insbesondere auch der Signalisierungsprozeduren, benötigt werden und während der Verarbei-

tung von Signalen entstehende Informationen gespeichert. Außerdem können darin Signalfolgen $K(i)$, die zu Korrelationszwecken verwendet werden, und Zwischenergebnisse von Korrelationssummenberechnungen gespeichert werden. Die im Rahmen der Erfindung liegenden Signalfolgen $K(i)$ können also in der Mobilstation und/oder der Basisstation abgespeichert sein. Es ist auch möglich, daß ein oder mehrere der oben aufgeführten Permutation-Einheitsgrößen-Paare oder daraus abgeleitete Signalteilfolgen oder Signalteilfolgenpaare $(K1(j); K2(k))$ in der Mobilstation und/oder der Basisstation abgespeichert sind. Es ist auch möglich, daß in der Mobilstation und/oder der Basisstation eine Signalfolge $K(i)$ aus einem Signalteilfolgenpaar $(K1(j); K2(k))$ und/oder eine Signalteilfolge aus einem Permutation-Einheitsgrößen-Paaren gebildet wird.

Insbesondere kann in einer Basisstation oder in allen Basisstationen eines Systems eine Signalfolge $K(i)$ abgespeichert sein, die in festen oder variablen Abständen zu Synchronisationszwecken ausgesendet wird. In der Mobilstation MS ist das Signalteilfolgenpaar $(K1(j); K2(k))$, aus dem die in der Basisstation abgespeicherte Signalfolge $K(i)$ bildbar ist oder gebildet werden kann, abgespeichert und wird zur Synchronisation der Mobilstation mit einer Basisstation zur rechenaufwandsgünstigen Korrelationssummenberechnung herangezogen.

Der Hochfrequenzteil HF besteht ggf. aus der Sendeeinrichtung SE, mit einem Modulator und einem Verstärker V und einer Empfangseinrichtung EE mit einem Demodulator und ebenfalls einem Verstärker. Durch Analog/Digitalwandlung werden die analogen Audiosignale und die analogen von der Empfangseinrichtung EE stammenden Signale in digitale Signale gewandelt und vom digitalen Signalprozessor DSP verarbeitet. Nach der Verarbeitung werden ggf. die digitalen Signale durch Digital/Analogwandlung in analoge Audiosignale oder andere Ausgangssignale und analoge der Sendeeinrichtung SE zuzuführende Signale gewandelt. Dazu wird gegebenenfalls eine Modulation bzw. Demodulation durchgeführt.

Der Sendeeinrichtung SE und der Empfangseinrichtung EE wird über den Synthesizer SYN die Frequenz eines spannungsgeregelten Oszillators VCO zugeführt. Mittels des spannungsgesteuerten Oszillators VCO kann auch der Systemtakt zur Taktung von Prozessoreinrichtungen der Funkstation erzeugt werden.

Zum Empfang und zum Senden von Signalen über die Luftschnittstelle eines Mobilfunksystems ist eine Antenneneinrichtung ANT vorgesehen. Bei einigen bekannten Mobilfunksystemen, wie dem GSM (Global System for Mobile Communication) werden die Signale zeitlich gepulst in sogenannten bursts empfangen und gesendet.

Bei der Funkstation kann es sich auch um eine Basisstation BS handeln. In diesem Fall wird das Lautsprecherelement und das Mikrophonelement der Bedieneinheit MMI durch eine Verbindung zu einem Mobilfunknetz, beispielsweise über einen Basisstationscontroller BSC bzw. eine Vermittlungseinrichtung MSC ersetzt. Um gleichzeitig Daten mit mehreren Mobilstationen MS auszutauschen, verfügt die Basisstation BS über eine entsprechende Vielzahl von Sende- bzw. Empfangseinrichtung.

In Figur 3 ist eine Empfangssignalfolge $E(l)$, bei der es sich auch um ein von einem Empfangssignal abgeleitete Signalfolge handeln kann, der Länge w dargestellt. Zur Berechnung einer ersten Korrelationssumme S_0 entsprechend eingangs angegebener Formel werden Elemente eines ersten Abschnitts dieser Empfangssignalfolge $E(l)$ paarweise mit den entsprechenden Elementen der Signalfolge $K(i)$ der Länge n multipliziert, und die Länge der resultierenden Teilergebnisse zur Korrelationssumme S_0 aufaddiert.

Zur Berechnung einer weiteren Korrelationssumme S_1 wird die Signalfolge $K(i)$ wie in der Figur bildlich dargestellt um ein Element nach rechts verschoben und die Elemente der Signalfolge $K(i)$ mit den entsprechenden Elementen der Signalfolge

E(1) paarweise multipliziert, und durch eine Summation der entstehenden Teilergebnisse wieder die Korrelationssumme S1 gebildet.

- 5 Die paarweise Multiplikation der Elemente der Signalfolge mit entsprechenden Elementen der Empfangssignalfolge und die anschließende Summation kann auch in Vektorschreibweise als die Bildung eines Skalarproduktes beschrieben werden, sofern man jeweils die Elemente der Signalfolge und die Elemente der
- 10 Empfangssignalfolge zu einem Vektor eines kartesischen Koordinatensystems zusammenfaßt:

$$S_0 = \begin{pmatrix} K(0) \\ \vdots \\ K(i) \\ \vdots \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ \vdots \\ E(i) \\ \vdots \\ E(n-1) \end{pmatrix} = K(0) * E(0) + \dots + K(i) * E(i) + \dots + K(n-1) * E(n-1)$$

$$S_1 = \begin{pmatrix} K(0) \\ \vdots \\ K(i) \\ \vdots \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ \vdots \\ E(i+1) \\ \vdots \\ E(n) \end{pmatrix} = K(0) * E(1) + \dots + K(i) * E(i+1) + \dots + K(n-1) * E(n)$$

15

- In den so ermittelten Korrelationssummen S kann das Maximum gesucht werden, das Maximum der Korrelationssummen S mit einem vorgegebenen Schwellwert verglichen werden, und so ermittelt werden, ob in dem Empfangssignal E(1) die vorgegebene
- 20 Signalfolge K(i) enthalten ist und wenn ja, wo im Empfangssignal E(1) sie sich befindet, und so zwei Funkstationen miteinander synchronisiert werden bzw. Daten, denen ein individueller Spreizcode in Form einer Signalfolge K(i) aufmodu-
- 25 liert wurde, detektiert werden.

In Figur 4 ist wieder die Empfangssignalfolge E(1) und als Korrelationsfolge eine Signalfolge K(i), die auf den Signaltailfolgen K1(j), K2(k) basiert, dargestellt.

In Figur 5 ist die Bildung einer Signalfolge $K(i)$ dargestellt, die auf zwei Signalteilstfolgen $K2(k)$ der Länge $n2$ und $K1(j)$ der Länge $n1$ basiert. Dazu wird die Signalteilstfolge $K2(k)$ $n1$ mal wiederholt, und dabei durch die Signalteilstfolge $K1(j)$ moduliert. Die Bildung der Signalfolge $K(i)$ lässt sich mathematisch auch durch folgende Formel ausdrücken:

$$K(i) = K2(i \bmod n2) * K1(i \operatorname{div} n2), \text{ für } i = 0 \dots n1 * n2 - 1$$

10

Dabei bezeichnet \bmod den ganzzahligen Rest einer Division und div das ganzzahlige Ergebnis einer Division.

15

Dies ist bildlich dargestellt durch eine Folge $f2$, die aus den wiederholten, nacheinander abgebildeten Signalteilstfolgen $K2(k)$ besteht, und eine Folge $f1$, die durch eine gedehnte Signalteilstfolge $K1(j)$ über der Folge $f2$ abgebildet ist.

20

Durch eine Multiplikation der Elemente der Folge $f2$ mit den entsprechenden über der Folge $f2$ abgebildeten Elementen der Folge $f1$ entsteht die neue Signalfolge $K(i)$ der Länge n . Diese Erzeugung einer Signalfolge $K(i)$ ist unten im Bild noch einmal anhand eines Beispiels zweier binärer Signalteilstfolgen der Länge 4 dargestellt.

25

Derart gebildete Signalfolgen $K(i)$ können zur vereinfachten Berechnung von Korrelationssummen dieser Signalfolgen $K(i)$ mit Empfangssignalfolgen $E(l)$ genutzt werden.

30

Eine schematische Darstellung einer derartigen vereinfachten und somit auch schnelleren und aufwandgünstigeren Berechnung von Korrelationssummen S ist in den Figuren 6 bis 8 dargestellt, auf die im folgenden eingegangen wird.

35

Zunächst wird eine Teilkorrelationssumme $TS(z)$ gebildet. Dazu wird beispielsweise für das erste Element der Teilkorrelationssummenfolge $TS(0)$ die Korrelationssumme der zweiten Si-

gnalteilfolge $K2(k)$ mit dem entsprechenden Abschnitt der Empfangssignalfolge $E(l)$ gebildet.

$$TS(0) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ \vdots \\ E(k) \\ \vdots \\ E(n2-1) \end{pmatrix} = K2(0) * E(0) + \dots + K2(k) * E(k) + \dots + K2(n2-1) * E(n2-1)$$

5

Für das zweite Element der Teilkorrelationssummenfolge $TS(1)$ wird die zweite Signalfolge $K2(k)$ wie bildlich dargestellt um ein Element verschoben und ebenfalls die Korrelationssumme mit dem entsprechenden Element der Empfangssignalfolge $E(l)$ gebildet usw.

10

$$TS(1) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ \vdots \\ E(k+1) \\ \vdots \\ E(n2) \end{pmatrix} = K2(0) * E(1) + \dots + K2(k) * E(k+1) + \dots + K2(n2-1) * E(n2)$$

15

Das n -te Element der Teilkorrelationssummenfolge $TS(n1*n2-1)$ wird nach $n-1$ Verschiebungen der zweiten Signalfolge $K2(k)$ gegenüber der Empfangssignalfolge $E(l)$ entsprechend berechnet.

$$TS(n-1) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(n-1) \\ \vdots \\ E(k+n-1) \\ \vdots \\ E(n2+n-2) \end{pmatrix} =$$

$$= K2(0) * E(n-1) + \dots + K2(k) * E(k+n-1) + \dots + K2(n2-1) * E(n2+n-2)$$

20

Die so entstehende Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ist im oberen Bereich der Figur 7 dargestellt. Aus dieser Teilkorrelationssummenfolge wird nun jedes $n2$ -te-Element ausgewählt

und mit dem entsprechenden Element der ersten Signalteilfolge $K1(j)$ paarweise multipliziert.

5 Faßt man die ausgewählten Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ und die erste Signalteilfolge $K1(j)$ jeweils zu Vektoren zusammen, so wird die erste Korrelationssumme $S0$ durch das Skalarprodukt dieser beiden Vektoren erzeugt.

$$S0 = \begin{pmatrix} K1(0) \\ \vdots \\ K1(j) \\ \vdots \\ K1(n1-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(0) \\ \vdots \\ TS(j*n2-1) \\ \vdots \\ TS((n1-1)*n2-1) \end{pmatrix} = K1(0)*TS(0)+...+K1(j)*TS(j*n2-1)+...$$

10

Figur 7 zeigt im unteren Bereich die entsprechende Berechnung weiterer Korrelationssummen $S1$ bzw. $S2$ durch die Auswahl $n2$ -ter um 1 bzw. 2 rechts von den als erstes ausgewählten Elementen liegenden Elemente:

15

$$S1 = \begin{pmatrix} K1(0) \\ \vdots \\ K1(j) \\ \vdots \\ K1(n1-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(1) \\ \vdots \\ TS(j*n2) \\ \vdots \\ TS((n1-1)*n2) \end{pmatrix} = K1(0)*TS(0)+...+K1(j)*TS(j*n2)+...$$

20

Durch die Speicherung einmal berechneter Teilkorrelationssummen TS kann auf diese bei der späteren Berechnung von weiteren Korrelationssummen zurückgegriffen werden, und somit auf die entsprechenden Rechenschritte verzichtet werden.

25

Je nach Ausführungsvariante kann entweder zunächst die komplette Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ über die ganze Empfangssignalfolge $E(1)$ berechnet werden und dann die einzelnen Korrelationssummen oder erst bei Bedarf zur Berechnung einer neuen Korrelationssumme die entsprechenden zusätzlich benötigten Teilkorrelationssummen berechnet werden.

Figur 8 zeigt nochmals das aus zwei Schritten bestehende Verfahren zur Berechnung von Korrelationssummen S , diesmal anhand des in Figur 5 dargestellten Beispiels zweier binärer Signalteilfolgen der Länge 4.

5

In einem ersten Schritt werden die Teilkorrelationssummen $TS(z)$ der zweiten Signalteilfolge $K2(k)$ $++--$ mit entsprechenden Abschnitten der Empfangssignalfolge $E(l)$ berechnet, und dann in einem zweiten Schritt jedes vierte Element der so erzeugten Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ausgewählt, mit dem entsprechenden Element der ersten Signalteilfolge $K1(j)$ $+-+--$ multipliziert und zur Korrelationsfolge $S0$ aufsummiert.

10

Die dick gezeichneten Linien stellen dabei die neu durchzuführenden Berechnungsschritte dar für die Berechnung einer weiteren Korrelationssumme $S1$, für den Fall, daß die übrigen Teilkorrelationssummen TS schon zuvor berechnet und abgespeichert wurden.

15

20 Diese Ausführungsvariante kann möglichst speichereffizient durchgeführt werden, wenn zunächst jede $n2$ -te Teilkorrelationssumme berechnet wird. Dazu werden die Abtastwerte zwischengespeichert.

20

25 Die Figuren 9 bis 10 stellen eine andere Ausführungsvariante zur vereinfachten Berechnung von Korrelationssummen S anhand des schon oben erwähnten Beispiels zweier binärer Signalteilfolgen der Länge 4 vor.

25

30 Dabei wird zunächst jedes 4. Element der Empfangssignalfolge $E(l)$ ausgewählt und die Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ der so ausgewählten Elemente mit der Signalteilfolge $K1(j)$ gebildet. Aus der so entstehenden Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ werden jeweils 4 aufeinander folgende Elemente ausgewählt, paarweise mit entsprechenden Elementen der Signalteilfolge $K2(k)$ multipliziert und die resultierenden Teilergebnisse zur Korrelationssumme S aufsummiert. Dabei stellen wie-

35

der die dick gezeichneten Linien die zusätzlich nötigen Schritte zur Berechnung einer weiteren Korrelationssumme S_1 dar, für den Fall, daß die anderen Teilkorrelationssummen TS zuvor schon berechnet und abgespeichert wurden.

5

Figur 10 zeigt nochmals die Berechnung einer ersten Korrelationssumme S_0 bei der zunächst jedes 4. Element der Empfangssignalfolge $E(1)$ ausgewählt wird, diese Elemente mit entsprechenden Elementen der ersten Signalteilfolge $K_1(j)$ $+-++$ multipliziert werden und durch Summation der Teilergebnisse die Teilkorrelationssumme $TS(0)$ berechnet wird. In einem zweiten Schritt werden die ersten vier aufeinander folgenden Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ mit den entsprechenden Elementen der zweiten Signalteilfolge $K_2(k)$ $+-++$ multipliziert und die entstehenden Teilergebnisse zur Korrelationssumme S_0 aufsummiert.

10
15

Bei dieser Ausführungsvariante wird weniger Speicher zum Zwischenspeichern der Teilkorrelationssummen benötigt, wenn die Summen sukzessive berechnet werden.

20

Eine weitere Ausgestaltung der Erfindung macht von der durch das regelmäßige Konstruktionsprinzip der Signalfolge $K(i)$ bedingten regelmäßigen (fast periodischen) Struktur der aperiodischen Autokorrelationsfunktion dieser Signalfolge Gebrauch. Dies bedeutet, daß sich bei der Suche eines Signals nicht nur ein Haupt-Maximum ergibt, sondern in regelmäßigen Abständen auch Nebenmaxima auftreten. Zur beschleunigten Suche nach der Signalfolge in der Empfangssignalfolge kann man die Regelmäßigkeit der Lage der Maxima ausnutzen. Sobald ein Nebenmaxima gefunden wurde, kann man aufgrund der Periodizität die Lage der anderen Maxima vorhersagen, d.h. man berechnet die Korrelationssumme lediglich an diesen Stellen. Auf diese Weise kann man schnell das Hauptmaximum detektieren.

Allerdings kann es sich bei dem vermeintlichen Nebenmaximum auch nur um einen zufällig (wegen des Rauschanteils) erhöhten Wert handeln. In diesem Fall wird man an den potentiellen

25
30
35

Stellen des erwarteten Hauptmaximums tatsächlich kein Maximum finden. Daher wird in diesem Fall die Hypothese verworfen und die Berechnung konventionell fortgesetzt.

5 Man kann die durch das Konstruktionsprinzip der Signalfolgen bedingte Regelmäßigkeit der Nebenmaxima aber auch zur Eliminierung und Korrektur störender Nebenmaxima im Korrelationsergebnis ausnutzen. Nach der Detektion des Maximums kann man aus dem Maximum die Nebenmaxima berechnen und diesen Wert
10 von den entsprechenden Korrelationsergebnissen subtrahieren. Auf diese Weise erhält man das Korrelationsergebnis einer (hypothetischen) Folge mit perfekter Autokorrelationsfunktion. Dadurch ergibt sich durch die Regelmäßigkeit der Nebenmaxima eine stark vereinfachte Berechnung.

15

In Ausführungsvarianten der Erfindung werden zur Berechnung von Skalarprodukten, Korrelationssummen und/oder Teilkorrelationssummen Effiziente Golay Korrelatoren verwendet.

20 Figur 11 zeigt einen effizienten hierarchischen Korrelator für Signalfolgen, wobei als konstituierende Folgen K1, K2 Golayfolgen X,Y verwendet werden. Er besteht aus zwei hintereinander geschalteten Matched Filtern (a) , die jeweils als Efficient-Golay-Korrelatoren gebildet sind. b) zeigt den Matched Filter für die Folge X und c) zeigt den Matched Filter
25 für die Folge Y.

Definition:

$a_n(k)$ und $b_n(k)$ sind zwei komplexe Folgen der Länge 2^N ,
30 $\delta(k)$ ist die Kronecker Delta-Funktion,
 k ist eine die Zeit repräsentierende ganze Zahl,
 n ist die Iterationsnummer,
 D_n ist die Verzögerung,
 P_n , $n = 1, 2, \dots, N$, ist eine beliebige Permutation der
35 Zahlen $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$,
 W_n können als Gewichte die Werte $+1, -1, +i, -i$ annehmen und wird auch als Einheitsgröße bezeichnet.

Die Korrelation einer Golaysequenz der Länge 2^N kann in der folgenden Weise effizient durchgeführt werden:

Man definiert die Folgen $R_a^{(0)}(k)$ und $R_b^{(0)}(k)$ als $R_a^{(0)}(k) = R_b^{(0)}(k) = r(k)$, wobei $r(k)$ das Empfangssignal ist (oder bereits die Ausgabe einer anderen Korrelationsstufe)

Man führt folgenden Schritt N mal aus, n läuft von 1 bis N :

10 Berechne

$$R_a^{(n)}(k) = W_n^* \cdot R_b^{(n-1)}(k) + R_a^{(n-1)}(k - D_n)$$

Und

$$R_b^{(n)}(k) = W_n^* \cdot R_b^{(n-1)}(k) - R_a^{(n-1)}(k - D_n)$$

15 Wobei W_n^* das konjugiert komplexe von W_n . Falls die Gewichte W reell sind, ist W_n^* identisch zu W_n .

$R_a^{(N)}(k)$ ist dann die zu berechnende Korrelationssumme.

In der obigen Formel werden die Größen R_b mit den Gewichten multipliziert. Alternativ kann man auch die Größen R_b mit Gewichten W' multiplizieren, wobei sich die Gewichte W' aus den Gewichten W berechnen lassen. Ggf wird dazu das Eingangssignal selbst, oder das Ausgangssignal noch multipliziert; für die Anwendung als Korrelator kann man diese Multiplikation aber auch weglassen, da ein konstanter Faktor für die Anwendung des Ergebnisses häufig ohne Belang ist. Alternativ kann man diese Multiplikation mit anderen meist nötigen Skalierungen verbinden.

30 Um einen Efficient Golay Korrelator für einen PSC Code der Länge 256 (2^8) Chips im Empfänger aufzubauen benötigt man $2 \cdot 8 - 1 = 15$ komplexe Addierer

35 Mit der Kombination aus Hierarchischer Korrelation und Efficient Golay Korrelator benötigt man für einen Hierarchischen Code - beschrieben durch zwei konstituierende Sequenzen X und Y - der Länge 256 ($2^4 \cdot 2^4$) nur $2 \cdot 4 - 1 + 2 \cdot 4 - 1 = 14$ komplexe Addier-

rer (auch wenn man vierwertige konstituierende Folgen einsetzt)

5 Damit wird der Berechnungsaufwand um 7% reduziert. Das ist enorm, zumal der Rechenaufwand für die primäre Synchronisation in CDMA-Mobilfunksystemen sehr hoch ist.

Im folgenden werden Ausführungsvarianten der Erfindung angegeben:

10

Man verwendet zur Bildung einer Codefolge der Länge $2^{N_X+N_Y}$ zwei konstituierende Golaysequenzen der Länge $n_x=2^{N_X}$ und $n_y=2^{N_Y}$ und baue sie wie oben beschrieben hierarchisch auf .

15 Man verwendet als Gewichte für die konstituierenden Golaysequenzen +1 und -1 und erzeuge somit binäre Sequenzen.

20 Man verwendet als Gewichte für die konstituierenden Golaysequenzen +1, -1, i oder -i und erzeuge somit 4-Wertige Sequenzen.

Man verwendet reelle Golaysequenzen.

25 Man verwendet komplexe Golaysequenzen.

Man verwendet zwei konstituierende Golaysequenzen gleicher Länge.

30 Man verwendet zwei komplementäre Golaysequenzen.

Man verwendet nur einen Efficient-Golay-Korrelator, ggf. mit programmierbaren Delays zur wahlweisen Berechnung von einer oder beiden komplementären Golaysequenzen.

35

Man verwendet eine Folge wie beschrieben, füge aber noch zusätzlich Werte ein. Bei der Berechnung müssen diese Werte wie gewohnt akkumuliert werden. Der Rest der Berechnung kann aber wie beschrieben effizient durchgeführt werden. Dies erlaubt
5 die Generierung von Folgen beliebiger Länge.

Man verwendet zwei konstituierende Teilfolgen.

Man verwendet mehrere konstituierende Teilfolgen.

10

Man verwendet nur für einen Teil der Teilfolgen eine Golay-Folge.

15

Man verwendet diese Folgen für den Synchronisationskanal in UMTS.

Man verwendet auf Frequenzfehler optimierte konstituierende Golaysequenzen.

20

Man verwendet zur Berechnung der Korrelation zwei hintereinander geschaltete Filter, wobei das eine ein Matched Filter auf die Golaysequenz X und das andere ein Matched Filter auf die Golaysequenz Y mit gespreizten Delays $n_y \cdot DX_n$ ist.

25

Man verwendet zur Berechnung der Korrelation zwei hintereinander geschaltete Filter, wobei das eine ein Matched Filter auf die Golaysequenz X und das andere ein Matched Filter auf die Golaysequenz Y mit gespreizten Delays $n_y \cdot DX_n$ ist und die Ausgangssignale der Filter entsprechend dem Efficient-Golay-

30

Korrelator-Algorithmus berechnet werden.

35

Man verwendet zur Berechnung der Teilkorrelationssummen den Efficient Golay Korrelationsalgorithmus und zu Ermittlung der gesamten Korrelation den Algorithmus für die hierarchische Korrelation.

Die Erfindung ist nicht auf Funkübertragungssysteme beschränkt, sondern kann auch bei Verwendung anderer Übertragungsverfahren z.B. akustischer Verfahren (Ultraschall), insbesondere zu Zwecken der Sonographie, oder optischer Verfahren, beispielsweise die Infrarotmessung nach Lidar-Prinzipien eingesetzt werden. Ein weiteres Anwendungsgebiet ist die Untersuchung von Änderungen der spektralen Zusammensetzung von rückgestreuten Signalen.

Die Bildung von Signalfolgen, ihre Übertragung, sowie die Berechnung von Korrelationssummen dieser Signalfolgen mit empfangenen Signalfolgen kann in unterschiedlichen technischen Gebieten Anwendung finden:

- zum Zwecke der Synchronisation zweier Übertragungseinheiten, wie beispielsweise Funkstationen, insbesondere die Verwendung dieser Folgen im Synchronisationskanal in CDMA-Mobilfunksystemen, wie das sich in der Standardisierung befindliche UMTS-System,

- bei der Datenübertragung mittels durch die Signalfolge gespreizte Sendesymbole bzw. Daten in Bandspreiz (spread spectrum)-Systemen, insbesondere zur Ermittlung von Sendesymbolen bzw. Daten, denen eine derartige Signalform aufmoduliert wurde,

- in der Meßtechnik zur Entfernungs- und Objektvermessung,

- zur Bestimmung von Übertragungseigenschaften des zwischen Übertragungseinheiten, wie Sendeeinheit und Empfangseinheit liegenden Übertragungskanals, in der Radarmeßtechnik, um die Lage eines Objektes und /oder weitere von der Geometrie und den spezifischen Reflexionseigenschaften des Objektes abhängige Parameter zu bestimmen,

- zur Bestimmung von Übertragungseigenschaften des zwischen Sender und Empfänger befindlichen Übertragungskanals, in der

Radarmesstechnik zur Bestimmung von Parametern eines rückstreuenden Mediums, insbesondere der Ionosphäre, insbesondere durch inkohärente Streuung,

- 5 zur Bestimmung von Übertragungseigenschaften des zwischen Übertragungseinheiten, wie Sendeeinheit und Empfangseinheit-
liegenden Übertragungskanals, insbesondere zur Bestimmung von
Mehrwegeausbreitungen in der Messtechnik oder Kommunikation-
10 stechnik. Dabei werden mittels des Korrelationsergebnisses
während der Kommunikation die sich zeitlich ändernden Aus-
breitungseigenschaften des Übertragungskanals (Kanalim-
pulsantwort) ermittelt. Insbesondere werden zusätzliche Pfade
der Mehrwegeausbreitung ermittelt. Dazu können die Signalfol-
15 gen $K(i)$ auch in Form einer Mittambel innerhalb eines Funk-
blockes übertragen werden. Diese Kenntnis kann dann in einer
ansonsten konventionellen Empfangseinheit weiterverwendet
werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Bildung einer Signalfolge $K(i)$ der Länge n , bei dem

5 die Signalfolge $K(i)$ auf einer ersten Signalteilfolge $K_1(j)$ der Länge n_1 und einer zweiten Signalteilfolge $K_2(k)$ der Länge n_2 basiert, wobei sich die zweite Signalteilfolge $K_2(k)$ n_1 mal wiederholt und dabei mit der ersten Signalteilfolge $K_1(j)$ moduliert wird,
 10 und es sich bei zumindest einer der Signalteilfolgen um eine Golaysequenz handelt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem

15 die Signalfolge $K(i)$ eine Länge 256 aufweist, und die Signalfolge $K(i)$ auf einer ersten Signalteilfolge $K_1(j)$ der Länge 16 und einer zweiten Signalteilfolge $K_2(k)$ der Länge 16 basiert, wobei sich die zweite Signalteilfolge $K_2(k)$ 16 mal wiederholt und
 20 dabei mit der ersten Signalteilfolge $K_1(j)$ moduliert wird.

3. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Bildung der Signalfolge $K(i)$ durch Modulation der zweiten Signalteilfolge $K_2(k)$ nach folgender Vorschrift erfolgt:

25 $K(i) = K_2(i \bmod n_2) * K_1(i \text{ div } n_2)$, für $i = 0 \dots n_1 * n_2 - 1$.

4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem zumindest eine der Signalteilfolgen eine Golaysequenz $X_n(k)$ der Länge n_x ist, die durch folgende Beziehung bildbar ist:

30

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n) ,$$

35

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{P_n}$$

mit

$$n_x = 2^{N_x}$$

5 $\delta(k)$ Kroneckersche Deltafunktion

P_n , $n = 1, 2, \dots, N_x$, ist beliebige Permutation der Zahlen $\{0, 1, 2, \dots, N_x-1\}$ für die X Sequenz,

W_n Gewichte für die X Sequenz (+1, -1, +i oder -i).

10 5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die zur Bildung einer Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren ($P_1 P_2 P_3 P_4$, $W_1 W_2 W_3 W_4$;) entnommen ist:

15 0213, +j+j+j-1; 0213, -j+j+j-1; 0213, +1-j+j-1; 0213, -1-j+j-1;
0213, +1+j-j-1; 0213, -1+j-j-1; 0213, +j-j-j-1; 0213, -j-j-j-1;
0213, +j+j+j+1; 0213, -j+j+j+1; 0213, +1-j+j+1; 0213, -1-j+j+1;
0213, +1+j-j+1; 0213, -1+j-j+1; 0213, +j-j-j+1; 0213, -j-j-j+1;
3120, +1-j+j-1; 3120, -1-j+j-1; 3120, +1+j-j-1; 3120, -1+j-j-1;
20 3120, +1+j+j+j; 3120, -1+j+j+j; 3120, +1-j-j+j; 3120, -1-j-j+j;
3120, +1+j+j-j; 3120, -1+j+j-j; 3120, +1-j-j-j; 3120, -1-j-j-j;
3120, +1-j+j+1; 3120, -1-j+j+1; 3120, +1+j-j+1; 3120, -1+j-j+1;.

25 6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die zur Bildung einer Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren ($P_1 P_2 P_3 P_4$, $W_1 W_2 W_3 W_4$;) entnommen ist:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-
30 1+1; 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -
1-1-1-1; 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1;
1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-
1; 1023, -1-1-1-1;.

35 7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die zur Bildung der Signalteilfolge verwendete Permutation P_1, P_2, P_3, P_4 und Einheitsgröße W_1, W_2, W_3, W_4 folgender Menge

von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren $(P_1 P_2 P_3 P_4, W_1 W_2 W_3 W_4;)$ entnommen ist:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1;; und

- 5 die zur Bildung der zweiten Signalteilfolge verwendete Permutation $(P_1 P_2 P_3 P_4)$ gleich 3201 ist.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Bildung und/oder Übertragung der Signalfolge $K(i)$ zum
10 Zwecke der Synchronisation mindestens zweier Übertragungseinheiten erfolgt.

9. Verfahren zur Ermittlung einer in einer Empfangssignalfolge $E(l)$ enthaltenen vorgegebenen Signalfolge $K(i)$, die durch
15 ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7 erhältlich ist,

durch die Bestimmung der Korrelationssummen S der Signalfolge $K(i)$ mit entsprechenden Abschnitten der Empfangssignalfolge $E(l)$, bei dem

- 20 eine Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ der Signalteilfolge $K2(k)$ mit entsprechenden Teilen der Empfangssignalfolge $E(l)$ berechnet wird, und

zur Berechnung einer Korrelationssumme S n_1 Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ausgewählt werden und im
25 Sinne eines Skalarproduktes mit der Signalteilfolge $K1(j)$ multipliziert werden.

10. Verfahren nach Anspruch 9, bei dem zur Berechnung einer Korrelationssumme S n_1 jeweils n_2 -te
30 Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ ausgewählt werden.

11. Verfahren zur Ermittlung einer in einer Empfangssignalfolge $E(l)$ enthaltenen vorgegebenen Signalfolge $K(i)$, die
35 durch ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7 erhältlich ist,

durch die Bestimmung der Korrelationssummen S der Signalfolge $K(i)$ mit entsprechenden Abschnitten der Empfangssignalfolge $E(l)$, bei dem

5 eine Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ der Signalteilfolge $K1(j)$ mit ausgewählten Elementen der Empfangssignalfolge $E(l)$ berechnet wird, und

zur Berechnung einer Korrelationssumme S n_2 Elemente der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ im Sinne eines Skalarproduktes mit der Signalteilfolge $K2(k)$ multipliziert werden.

10

12. Verfahren nach Anspruch 11, bei dem zur Berechnung einer Teilkorrelationssumme TS n_1 jeweils n_2 -te Elemente der Empfangssignalfolge $E(l)$ ausgewählt werden.

15 13. Verfahren nach einem der Ansprüche 9 bis 12, bei dem berechnete Teilkorrelationssummen TS abgespeichert werden und zur Berechnung einer weiteren Korrelationssumme S verwendet werden.

20 14. Verfahren nach einem der Ansprüche 9 bis 13, bei dem zumindest ein Skalarprodukt mittels eines Efficient Golay Correlator (EGC) berechnet wird.

25 15. Verfahren nach einem der Ansprüche 9 bis 14, bei dem zumindest eine Teilkorrelationssumme oder zumindest eine Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ durch einen Efficient Golay Correlator (EGC) berechnet wird.

30 16. Verfahren nach einem der Ansprüche 9 bis 15, bei dem zumindest eine Korrelationssumme S aus der Teilkorrelationssummenfolge $TS(z)$ durch einen Efficient Golay Correlator (EGC) berechnet wird.

35 17. Verfahren zur Synchronisation einer Basisstation (BS) mit einer Mobilstation (MS), bei dem

die Basisstation eine Signalfolge $K(i)$, die durch ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8 erhältlich ist, aussendet, und

5 die Mobilstation die Signalfolge $K(i)$ nach einem der Ansprüche 9 bis 16 ermittelt.

18. Sendeeinheit (BS) mit

10 Mitteln (SPE) zur Speicherung einer Signalfolge $K(i)$, die durch ein Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8 erhältlich ist, und

Mitteln zur Aussendung dieser Signalfolge $K(i)$ zum Zwecke der Synchronisation mit einer Empfangseinheit (MS).

19. Sendeeinheit (BS) mit

15 Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Permutation-Einheitsgrößen-Paares, das einer Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren entnommen ist, die in den Ansprüchen 5 bis 7 angegeben ist,

20 Mitteln zur Bildung einer Signalfolge $K(i)$ gemäß einem Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, und

Mitteln zur Aussendung dieser Signalfolge $K(i)$ zum Zwecke der Synchronisation mit einer Empfangseinheit (MS).

20. Empfangseinheit (MS) mit

25 Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Permutation-Einheitsgrößen-Paares, das einer Menge von Permutation-Einheitsgrößen-Paaren entnommen ist, die in den Ansprüchen 5 bis 7 angegeben ist,

Mitteln zum Empfang einer Empfangssignalfolge $E(1)$, und

30 Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$.

21. Empfangseinheit (MS) mit

Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Signalteilfolgenpaares, wobei zumindest eine Signalteilfolge eine Golaysequenz ist,

35 Mitteln zum Empfang einer Empfangssignalfolge $E(1)$, und Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$.

22. Empfangseinheit (MS) nach Anspruch 21 mit
Mitteln (SPE) zur Speicherung eines Signalteilfolgenpaares,
wobei zumindest eine Signalteilfolge eine Golaysequenz ist,
zu deren Bildung ein Permutation-Einheitsgrößen-Paar verwend-
5 bar ist, das einer Menge von Permutation-Einheitsgrößen-
Paaren entnommen ist, die in den Ansprüchen 5 bis 7 angegeben
ist,

23. Empfangseinheit (MS) nach einem der Ansprüche 20 oder 22
10 mit
Mitteln zur Ermittlung einer Signalfolge $K(i)$ nach einem der
Ansprüche 9 bis 16.

24. Empfangseinheit (MS) nach einem der Ansprüche 20 bis 23
15 mit
Mitteln (SPE) zur Speicherung von Zwischenergebnissen (TS).

25. Empfangseinheit (MS) nach einem der Ansprüche 20 bis 24
mit
20 zwei hintereinander geschalteten Matched Filtern, die als Ef-
ficient Golay Correlatoren ausgebildet sind.

Zusammenfassung

Verfahren zur Bildung bzw. Ermittlung einer Signalfolge, Verfahren zur Synchronisation, Sendeeinheit und Empfangseinheit

5

Bildung von Signalfolgen die auf Signalteilfolgen basieren, wobei die zweite Signalteilfolge wiederholt wird und dabei durch die erste Signalteilfolge moduliert wird und mindestens eine der Signalfolgen eine Golaysequenz ist. Verwendung dieser Signalteilfolgen zur vereinfachten Berechnung von Korrelationssummen in einem zweistufigen Berechnungsverfahren, wobei zunächst eine Teilkorrelationssummenfolge berechnet wird.

10

Figur 5

15

FIG 1

1/11

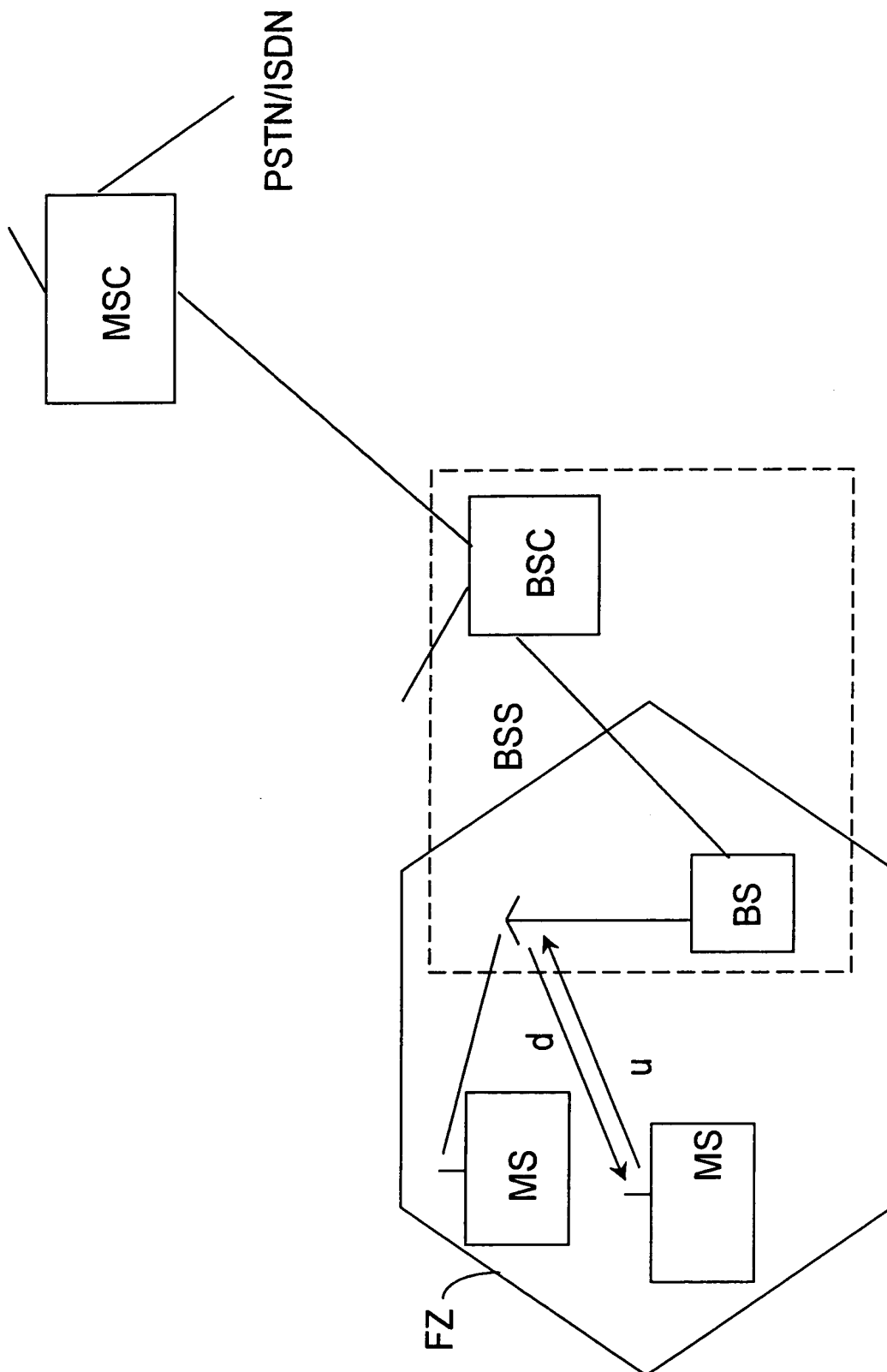
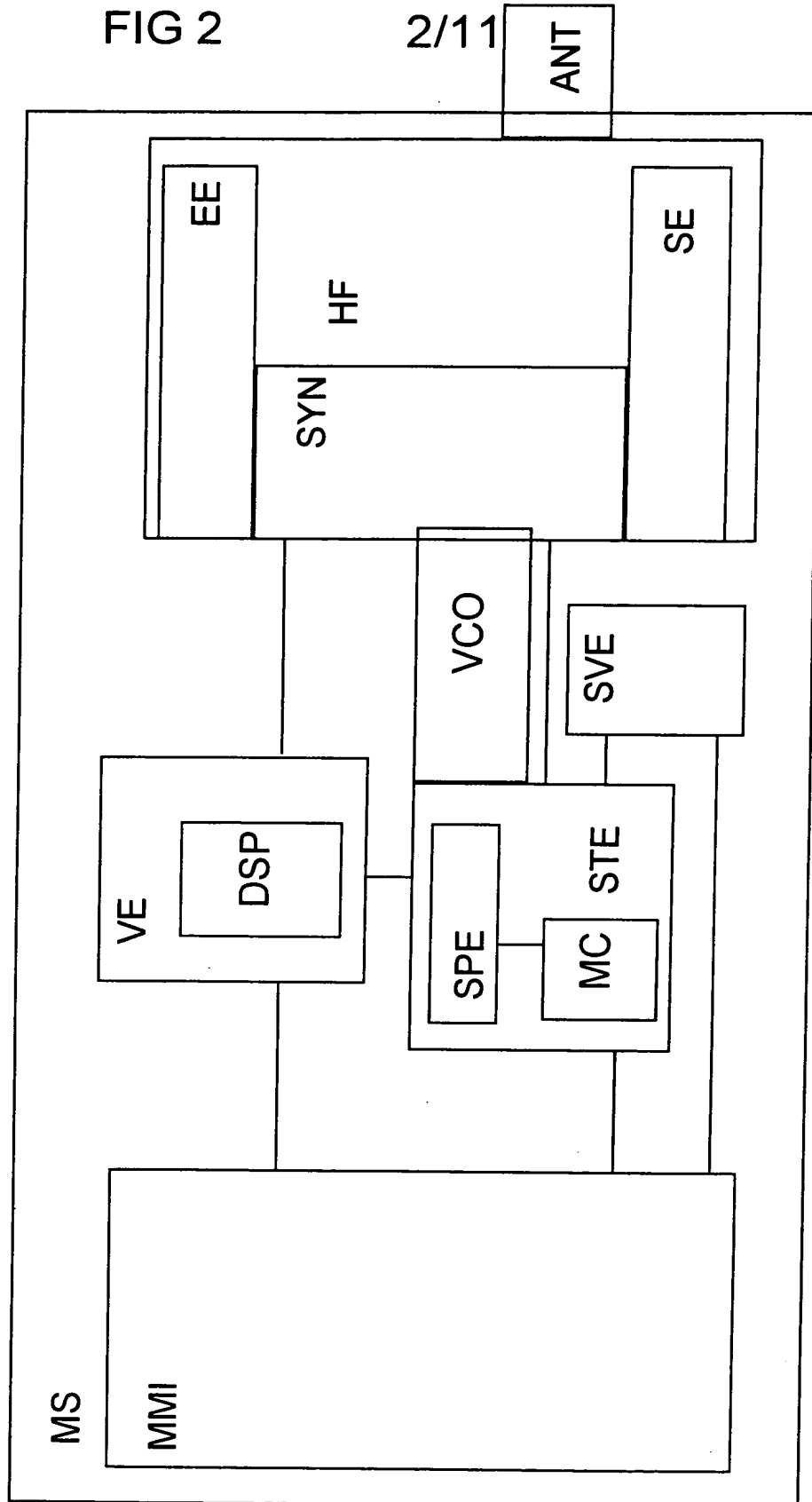


FIG 2

2/11



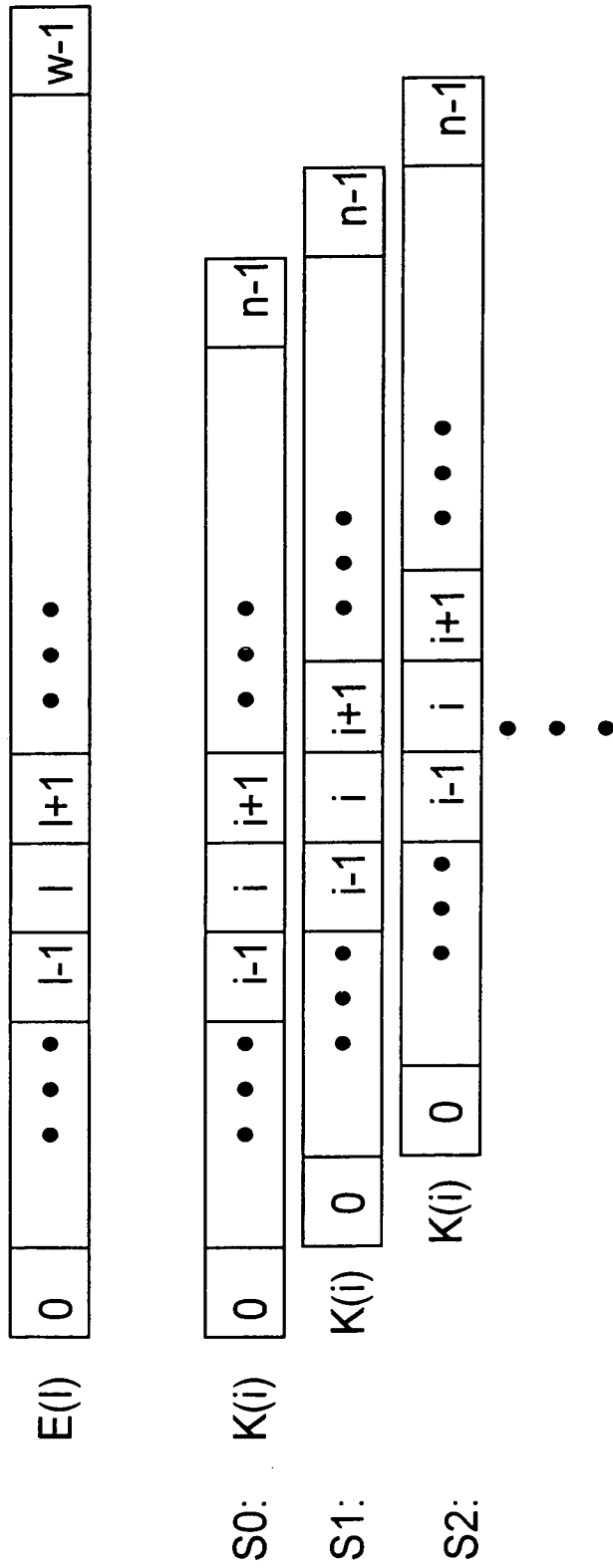


FIG 4

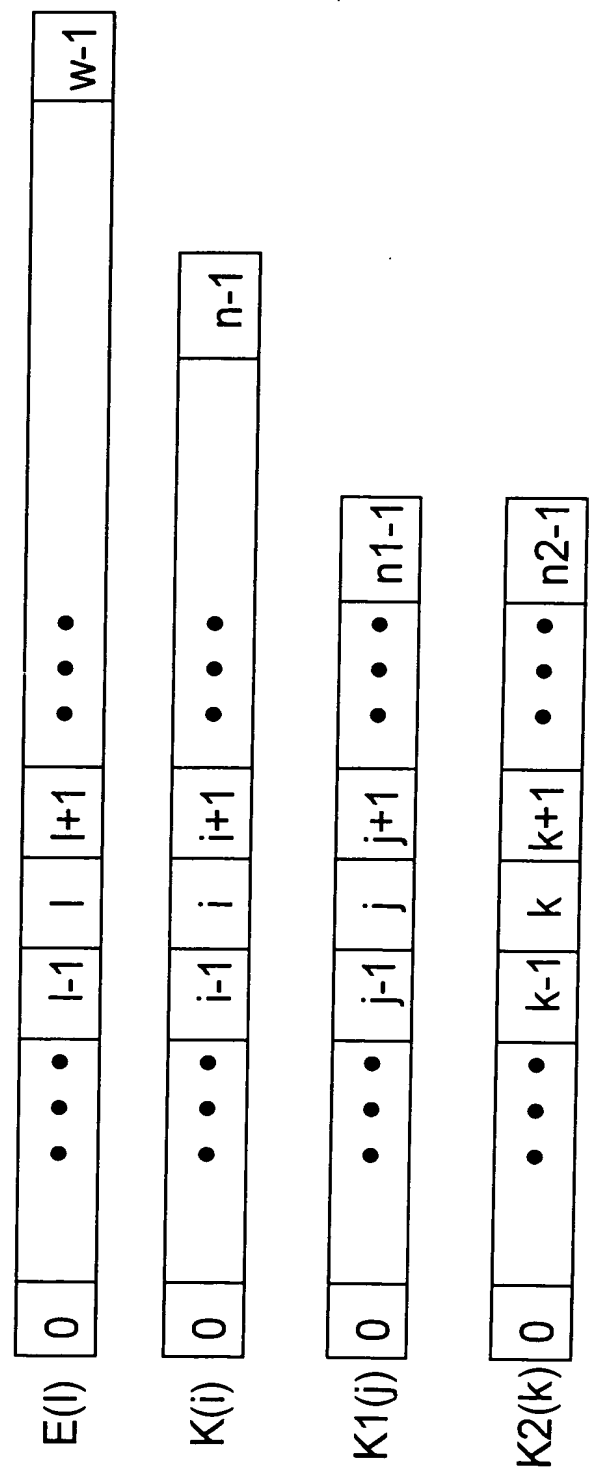
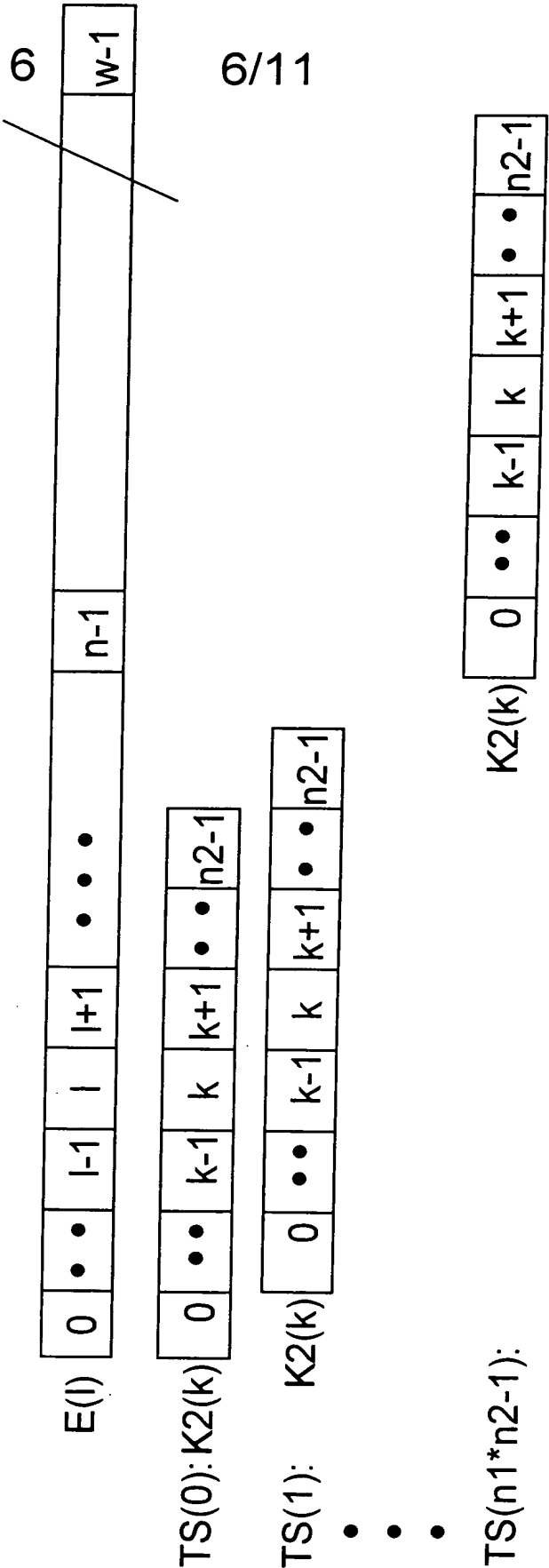


FIG 6

6/11



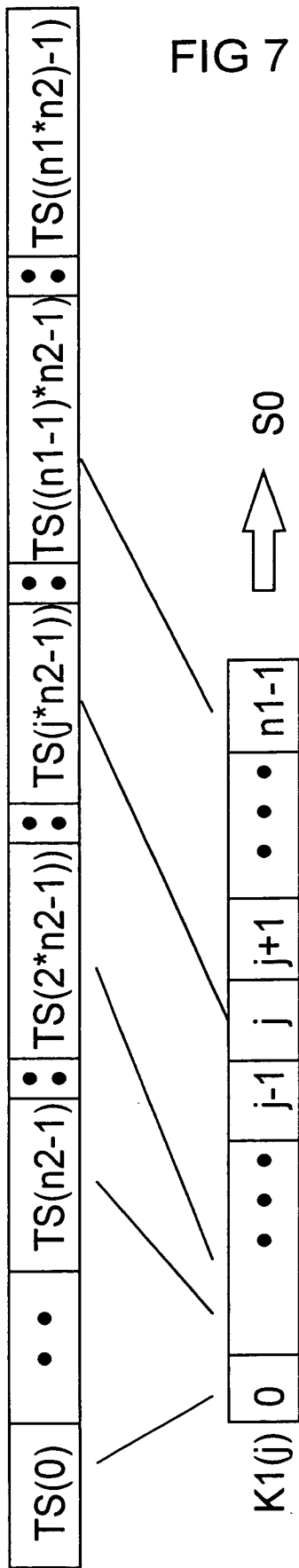


FIG 7

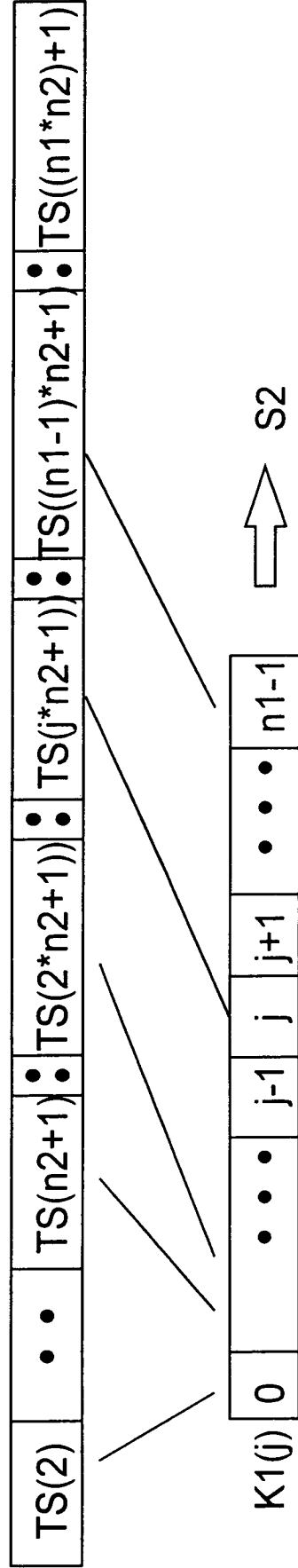
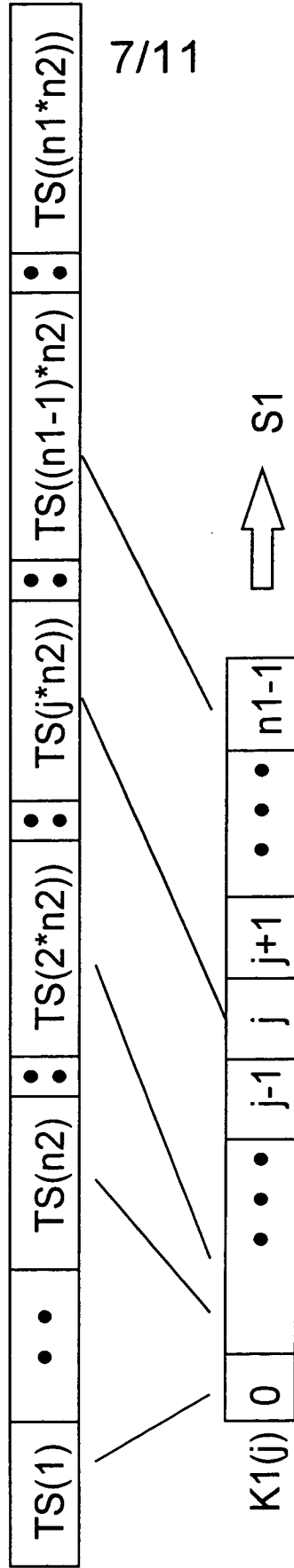


FIG 8

8/11

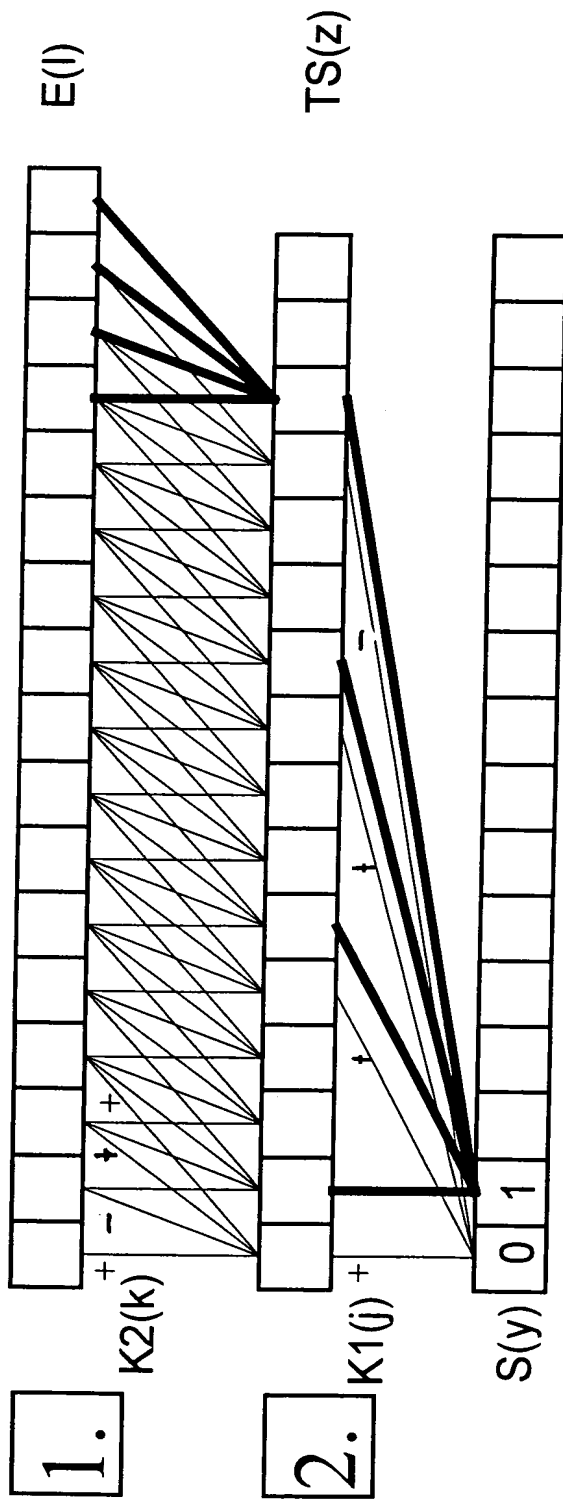


FIG 9

9/11

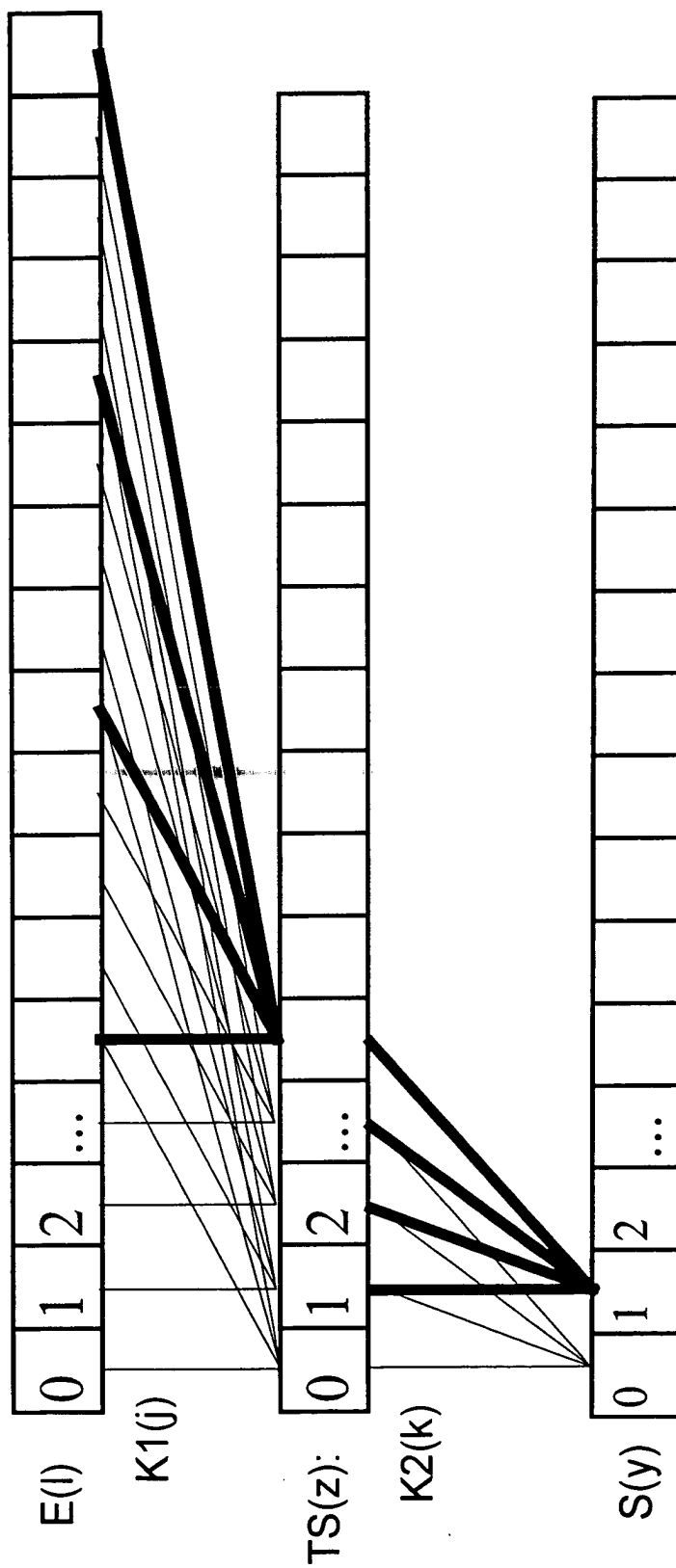


FIG 10

10/11

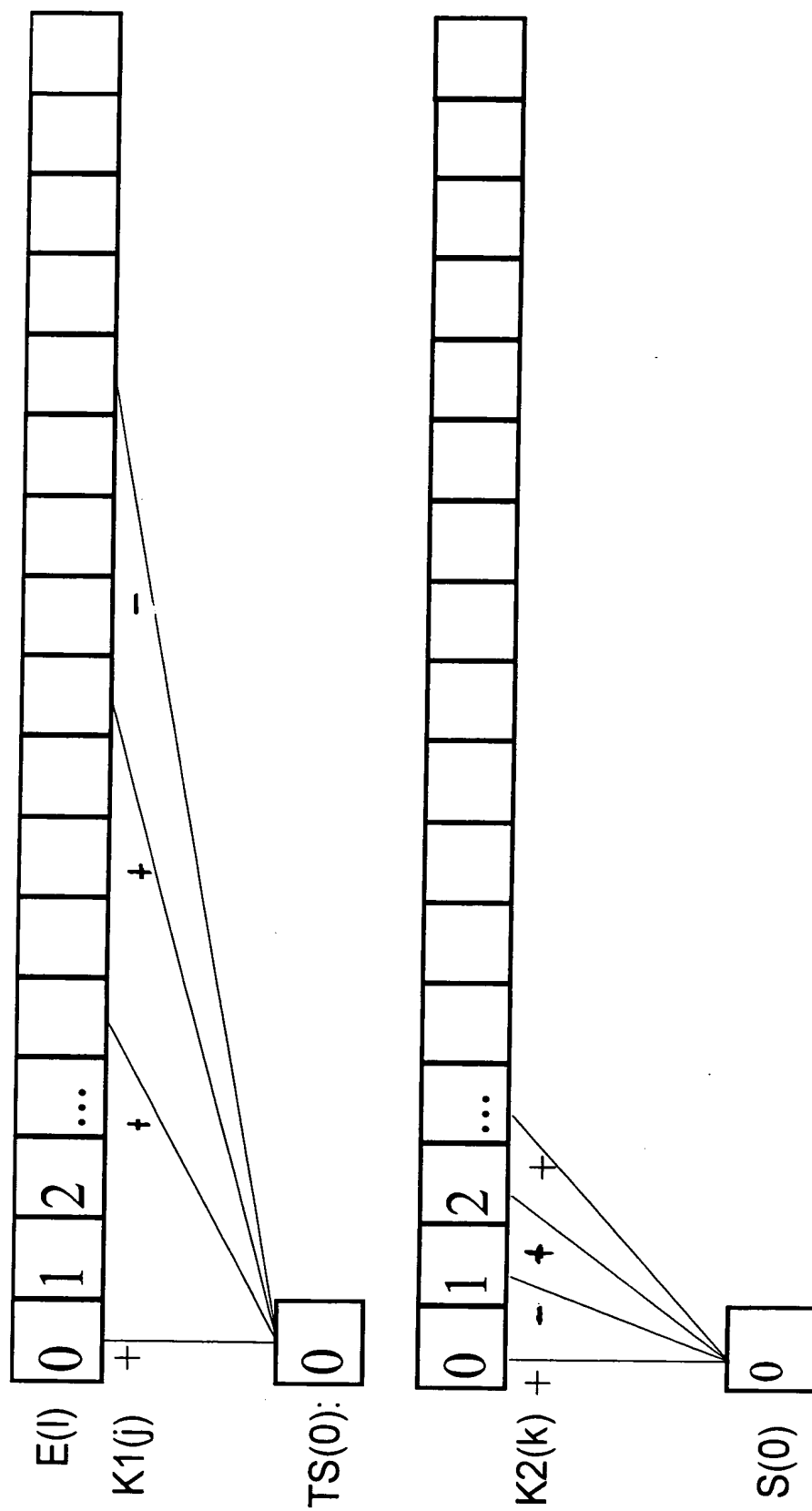


FIG 11

11/11

